

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-149090
(43)Date of publication of application : 06.06.1997

P/NO 3235769

(51)Int.Cl. H04L 27/18
H04J 1/00

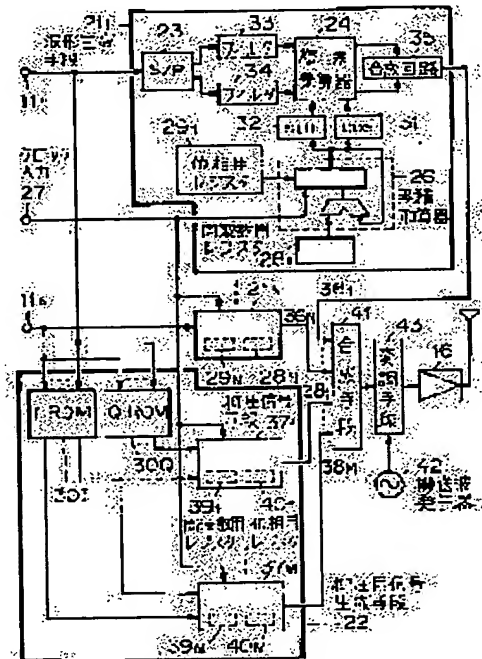
(21)Application number : 07-298682
(22)Date of filing : 16.11.1995

(71)Applicant : N T T IDO TSUSHINMO KK
(72)Inventor : TOMISATO SHIGERU
SUZUKI HIROSHI

(30)Priority
Priority number : 07243420 Priority date : 21.09.1995 Priority country : JP

(54) ENVELOPE SMOOTHING TRANSMITTER AND RECEIVER

(57)Abstract:
PROBLEM TO BE SOLVED: To suppress a peak level of a multi-carrier.
SOLUTION: Transmission data from terminals 111 to 11N are converted into QPSK waves 361 to 36N whose carrier frequencies differs by waveform generating means 211 to 21N, ROMs 30I, 30Q are read by transmission data, suppression signal component generating means 371 to 37N form PSK waves 381 to 38N of the same carrier frequency as those of the means 211 to 21N based on the output of the ROMs and they are synthesized with the QPSK waves 361 to 36N and converted into waves in a higher frequency band and transmitted. Then a peak level exceeding a prescribed envelope of the QPSK waves 361 to 36N is suppressed by the PSK waves 361 to 36N.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]	29.01.1998
[Date of sending the examiner's decision of rejection]	
[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]	
[Date of final disposal for application]	
[Patent number]	3235769
[Date of registration]	28.09.2001
[Number of appeal against examiner's decision of rejection]	
[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]	
[Date of extinction of right]	

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

15703145
送付用

14-0336

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 特 許 公 報 (B 2)

(11) 特許番号

特許第3235769号
(P3235769)

(45) 発行日 平成13年12月4日 (2001.12.4)

(24) 登録日 平成13年9月28日 (2001.9.28)

(51) Int.Cl.⁷ 識別記号
H 0 4 L 27/18
H 0 4 J 1/00

F I
H 0 4 L 27/18 Z
H 0 4 J 1/00

請求項の数10 (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願平7-298682
(22) 出願日 平成7年11月16日 (1995.11.16)
(65) 公開番号 特開平9-149090
(43) 公開日 平成9年6月6日 (1997.6.6)
審査請求日 平成10年1月29日 (1998.1.29)
(31) 優先権主張番号 特願平7-243420
(32) 優先日 平成7年9月21日 (1995.9.21)
(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(73) 特許権者 392026693
株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ
東京都千代田区永田町二丁目11番1号
(72) 発明者 富里 繁
東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エ
ヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社内
(72) 発明者 鈴木 博
東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エ
ヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社内
(74) 代理人 100066153
弁理士 草野 卓 (外1名)

審査官 彦田 克文

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 包絡線平滑化伝送装置及び受信装置

1

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】 N系統 (Nは2以上の整数) の送信データ信号を各々入力し、N系統の変調用信号を出力するN個の波形生成手段と、
N系統の送信データ信号を入力し、N系統の変調用信号の各々の周波数を含むような周波数で、M系統 (Mは1以上の整数) の抑圧用信号成分を生成する抑圧用信号生成手段と、
上記N系統の変調用信号と上記M系統の抑圧用信号成分を入力し、合成変調用信号を出力する合成手段と、
上記合成変調用信号を入力とし、高周波信号を出力する変調手段と、
上記高周波信号を電力増幅する電力増幅器と、
電力増幅された高周波信号を送信するアンテナを備えることを特徴とする包絡線平滑化伝送装置。

2

【請求項2】 N系統 (Nは2以上の整数) の送信データ信号をそれぞれ入力し、N系統の同一周波数帯の変調用信号を出力するN個の波形生成手段と、
上記N系統の送信データ信号を入力し、上記変調用信号と同一周波数帯のM系統 (Mは1以上の整数) の抑圧用信号成分を生成する抑圧用信号生成手段と、
上記N系統の変調用信号を入力し、N系統の変調波を出力するN個の第1変調手段と、
上記M系統の抑圧用信号成分を入力し、上記N系統の変調波の各周波数を含む周波数のM系統の変調波を出力するM個の第2変調手段と、
上記N系統の変調波と上記M系統の変調波を入力し、合成変調波を出力する合成手段と、
上記合成変調波を増幅する電力増幅器と、
上記電力増幅された合成変調波を送信するアンテナを備

えることを特徴とする包絡線平滑化伝送装置。

【請求項 3】 上記 N 系統の変調用信号は互いに周波数がずらされたマルチキャリア信号であることを特徴とする請求項 1 記載の包絡線平滑化伝送装置。

【請求項 4】 上記 N 系統の変調波は互いに周波数がずらされたマルチキャリア信号であることを特徴とする請求項 2 記載の包絡線平滑化伝送装置。

【請求項 5】 上記 N 個の第 1 変調手段は入力された変調用信号を互いにほぼ直交した拡散符号でスペクトラム拡散をする手段であり、上記 M 個の第 2 変調手段は入力された抑圧用信号成分を、上記 N 個の第 1 変調手段の拡散符号を含む拡散符号でスペクトラム拡散する手段であり、上記合成変調波を高周波帯の信号に周波数変換して上記電力増幅器へ供給する変調手段を含むことを特徴とする請求項 2 記載の包絡線平滑化伝送装置。

【請求項 6】 上記 N 個の波形生成手段と、上記抑圧用信号生成手段との間に挿入され、上記 N 系統の送信データ信号をそれぞれ入力し、N 系統の誤り訂正符号化信号を出力する N 個の誤り訂正符号化手段を含むことを特徴とする請求項 1 乃至 5 の何れかに記載の包絡線平滑化伝送装置。

【請求項 7】 受信信号を N 系統の検波信号に分離検波する検波手段と、上記 N 系統の検波信号を復調する N 個の復調手段と、これら N 個の復調手段よりの復調信号をそれぞれ誤り訂正復号化する N 個の誤り訂正復号化手段を含む請求項 6 記載の包絡線平滑化伝送装置。

【請求項 8】 上記アンテナよりの送信信号を受信検波する手段と、その検波出力を最尤系列推定復調する第 1 復調手段と、上記検波出力を N 系統に分離して、各別にそれぞれ復調する第 2 復調手段と、上記第 1 復調手段と第 2 復調手段とを切り替えて復調信号を出力する切り替え手段とを具備することを特徴とする請求項 1 乃至 5 の何れかに記載の包絡線平滑化伝送装置。

【請求項 9】 受信信号を N 系統の検波信号に分離検波する検波手段と、上記 N 系統の検波信号と N 系統のレプリカとの誤差信号をそれぞれ得る比較手段と、これら各 N 系統の誤差信号の二乗誤差を求める手段と、上記 N 系統の二乗誤差の和を求める手段と、上記二乗誤差の和を入力して最も確率の高い受信信号系列を推定する最尤系列推定手段と、上記最尤系列推定手段より N 系統の送信シンボル候補を入力し、これら候補と対応する N 系統の第 1 レプリカを生成すると、共に上記 N 系統の候補を入力して、N 系統の抑圧用信号成分の第 2 レプリカを生成し、これら N 系統の第 1、第 2 レプリカの差を上記 N 系統のレプリカとして出力するレプリカ生成手段と、を具備する受信装置。

【請求項 10】 上記 N 系統の検波信号をそれぞれシンボル判定するシンボル判定手段とを備え、上記最尤系列推定復調手段は、その各シンボル時間ごとに、とり得る状態として上記シンボル判定手段の判定結果を 1 の状態とし、予め決められたシンボルパターンの数と対応した複数の状態とが用いられることを特徴とする請求項 9 記載の受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明はマルチキャリア（多重搬送波）無線通信のように複数の搬送波を同時に送信する通信方式において、変調波のピーク電力を低く抑え、包絡線を平滑化することのできる包絡線平滑化伝送装置及びその受信装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】複数の送信データ信号系列を変調し、合成した場合には、1 系列のデータ信号を変調した変調波に比べて、平均電力に対するピーク電力比が大きくなる。これは複数の変調波が全て同相で合成された場合、非常に大きな出力となるからである。このような合成変調波の例として、マルチキャリア信号がある。無線通信において高速広帯域なデータ信号系列を良好な伝送特性で伝送するためには、複数のキャリア（搬送波）に分割して伝送を行うマルチキャリア伝送が有効である。この伝送システムを図 15 に示す。N 個の入力端子 11、～11_N、よりの N 系列のデータ信号が波形生成手段 12、～12_N、でそれぞれ帯域制限され、各帯域制限された出力により変調手段 13、～13_N、で搬送波発生器 14、～14_N、よりの N 個のキャリア信号が変調される。これらの変調出力は合成手段 15 で合成され、出力増幅器 16 で増幅されて送信される。マルチキャリア伝送では、各々のキャリアの変調信号は狭帯域信号となるため、無線通信で伝送特性劣化の原因となる周波数選択性フェージングの影響を小さくすることができる。

【0003】しかしながら、このようなマルチキャリア信号ではキャリア数を N とすると、ピーク電力は平均電力の N 倍以上となる。このためマルチキャリア信号のような合成変調波を一括して電力増幅器 16 で増幅する場合には、電力増幅器 16 において平均出力を最大出力に対してかなり小さくする、すなわち大きなバックオフをとることが必要となる。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、大きなバックオフをとることは電力増幅効率の低下を招くこととなる。また、このようにピーク電力が大きい合成変調波を増幅する場合には、最大出力の大きい電力増幅器が必要となる。このためキャリア数 N が大きくなった場合には、バックオフにより電力効率が著しく低下するとともに、電力増幅器の最大出力を非常に大きくする必要があり、このような伝送システムは実現が困難である。

【0005】一方、合成変調波のピーク電力を抑圧する方式として、各々の変調波の初期位相を適切に設定する方法が提案されている。(参考文献 S. Boyd, "Multitone signals with low crest factor", IEEE vol. CAS-33, No.10, Oct. 1986) しかしながら、この方法は無変調波の合成時には効果があるが、各々が独立に変調されているとき、特に位相変調されているときには効果が少ない。更に、送信データでそれぞれ変調された複数のサブキャリアの合成ベクトルと反対の最も近いベクトルのパワー制御用サブキャリアをシンボルごとに合成してピークパワーを小さくすることが特開平6-30069号「マルチサブキャリアによるQAM伝送方式」で提案されている。しかし、この方法では1シンボル中にサブキャリアの相互位相が変化するため、必ずしもピークパワーを十分抑圧することができない。またパワー制御用サブキャリアの発生方法に一般性がない。

【0006】

【課題を解決するための手段】請求項1の発明によれば、N系統(Nは2以上の整数)の送信データ信号がN個の波形生成手段でそれぞれN系統の変調用信号として生成出力される。また上記N系統の送信データ信号は抑圧用信号生成手段に入力され、そのM系統(Mは1以上の整数)の抑圧用信号が出力される。このM系統の抑圧用信号は上記N系統の変調用信号の周波数を含み、上記N系統の変調用信号と合成手段により、合成されて合成変調用信号とされ、その合成変調用信号により変調手段で搬送波信号が変調されて出力される。上記抑圧用信号生成手段は、上記合成変調用信号のピーク電力が小さくなるような抑圧用信号を生成するものである。

【0007】請求項2の発明によれば、N系統(Nは2以上の整数)の送信データ信号がN個の波形生成手段でそれぞれN系統の変調用信号として生成され、また上記N系統の送信データ信号は抑圧用信号生成手段に入力され、M系統(Mは1以上の整数)の抑圧用信号が出力される。上記N系統の変調用信号、上記M系統の抑圧用信号によりN+M個の変調手段でそれぞれ搬送波信号が変調され、これらN+M個の変調手段の変調出力が合成手段で合成されて出力される。M系統の抑圧用信号に対する搬送波の周波数は上記変調用信号に対する搬送波の周波数を含む上記抑圧用信号生成手段は、上記合成手段の出力信号のピーク電力が小さくなるような抑圧用信号を生成するものである。

【0008】この発明の受信装置によれば、検波手段により受信信号がN系統の検波信号に分離検出され、このN系統の検波信号はN系統レプリカとの誤差がそれぞれ*

$$I'_{-1}(t) = I_1(t) \cos \theta_1(t) - Q_1(t) \sin \theta_1(t) \quad \dots (1)$$

$$Q'_{-1}(t) = I_1(t) \sin \theta_1(t) + Q_1(t) \cos \theta_1(t) \quad \dots (2)$$

$$\theta_1(t) = 2\pi f_1 t + \phi_1 \quad \dots (3)$$

演算器24の出力 $I'_{-1}(t)$ 、 $Q'_{-1}(t)$ は合成回路35で合成され、変調用信号として出力される。

* 比較手段で求められ、このN系統の二乗誤差の和が求められ、その二乗誤差の和が最尤系列推定手段に入力され、最も確率の高い受信信号系列が推定され、この最尤系列推定手段よりN系統の送信シンボル候補がレプリカ生成手段に入力され、その各候補と対応するN系統の第1レプリカと、N系統の抑圧用信号成分の第2レプリカとが生成され、これらN系統の第1、第2レプリカの差が上記N系統のレプリカとして出力される。

【0009】更にこの発明においては送信側でN系統の送信データは誤り訂正符号化手段でそれぞれ誤り訂正符号化されてN個の波形生成手段及び抑圧用信号生成手段へ供給される。

【0010】

【発明の実施の形態】

【0011】

【実施例1】図1にこの発明をマルチキャリア伝送方式に適用した実施例を示す。N系統(Nは2以上の整数)の送信データは入力端子11₁～11_Nから波形生成手段21₁～21_NおよびM系統の抑圧用信号生成手段22に入力される。波形生成手段21₁～21_Nはそれぞれ入力されたデータ信号列を互いに周波数を異にする変調用のベースバンド信号(変調用信号)として出力するもので、初期位相設定機能、周波数オフセット設定機能、および帯域制限機能を有している。例えば波形生成手段21₁に示すように、入力送信データは直列並列変換回路23により、例えば図2Aに示す2値の入力データ信号は、1つおきに分離され、図2B、Cに示す2系列のI軸信号とQ軸信号とに分離され、それぞれ帯域制限フィルタ33、34を通じて信号I₁(t)、Q₁(t)として複素乗算器24に供給される。一方、累積加算器26でクロック入力端子27のクロックごとに、周波数用レジスタ28₁に設定された数値が累積加算される。その累積加算器26のレジスタに初期値として位相用レジスタ29₁に格納された数値が設定される。余弦波形メモリ31、正弦波形メモリ32が、累積加算器26の加算値をアドレスとしてそれぞれ読み出され、これら読み出された余弦波、正弦波は複素乗算器24でI軸信号I₁(t)、Q軸信号Q₁(t)とそれぞれ下記の複素乗算がなされる。帯域制限フィルタ33、34はデジタルのデータ信号列を矩形波の状態で送信すると、非常に広い帯域が必要となるので、矩形波を波形整形して帯域を制限するためのものであり、例えばロールオフ整形やガウス波形に整形する。

【0012】

【0013】この変調用信号の周波数 f_1 は周波数用レジスタ28₁に格納する数値により決まり、初期位相 ϕ

は位相用レジスタ29₁に格納される数値により決まる。変調用信号の位相はI軸信号、Q軸信号に応じて図2Dに示す4つの位相の何れかをとる。波形生成手段21₁～21_Nも同様に構成され、周波数用レジスタ28₁～28_Nの各数値を選定して、出力変調用信号36₁～36_Nが、例えば図3Aに示すように互いに重なることなく、周波数がずらされ、つまりマルチキャリアを構成するようにされている。図3AはN=4の場合である。

【0014】抑圧用信号生成手段22は入力端子11₁～11_NよりのN系統のデータ信号列を入力とし、N系統の変調用信号36₁～36_Nの各々の周波数を全て、または一部を含むような周波数でM系統(Mは1以上の整数)の抑圧用信号38₁～38_Mを生成するもので、振幅・位相設定機能、初期位相設定機能、周波数オフセット設定機能、および帯域制限機能を有している。振幅・位相設定機能はN系統のデータ信号列の各々のシンボルパターンにおいて、ピーク電力成分を打ち消すように抑圧用信号の振幅および位相を設定する機能である。この機能は、たとえば、IROMテーブル30I、QROMテーブル30Qを用いることにより実現できる。すなわち、あらかじめN系統のデータ信号列の各々のシンボルパターンにおいて、ピーク電力成分を打ち消すような抑圧用信号の振幅および位相を計算し、これら振幅および位相と対応したI軸信号の振幅と、Q軸信号の振幅とをROMテーブル30I、30Qに書き込むことにより実現できる。この振幅および位相の計算方法については後で詳しく述べる。これらROMテーブル30I、30Q*

$$|S_c(t)| \leq C_{tn} : U(t) = 0$$

$$|S_c(t)| > C_{tn} :$$

$$U(t) = S_c(t) - (S_c(t) / |S_c(t)|) C_{tn} \quad \dots (4)$$

図3Bに複素包絡線 $S_c(t)$ とピーク成分 $U(t)$ の例を示す。キャリア数Nを4とし、QPSK信号を表している。4波のシンボルパターンは全て0である。規定振幅 C_{tn} の円の外側の複素包絡線 $S_c(t)$ の部分、つまり図3B中の斜線が施された部分がピーク成分 $U(t)$ にな

$$U_c(t) = \int U(t) q_m^*(t) dt$$

は $-\Delta t$ から $N_s T + \Delta t$ までただし、 $q_m(t)$ はキ

$$q_m(t) = \exp(j\omega_m t)$$

ω_m はキャリア角周波数を表している。また、 N_s は1バースト中のシンボル数、 Δt は各バーストの立ち上がり、および立ち下がりにおけるランブタイムである。

【0020】ちなみに、通常、バースト伝送を行う場合には、急激に信号を立ち上げ、および立ち下げると送信信号帯域が拡大する。このため、ランブタイムと呼ばれる時間 Δt を設けて、緩やかに立ち上げ、および立ち下げを行っている。 $U_c(t)$ を求める積分の式において、特に、帯域制限を行わず、前後の各シンボル間で符号間☆

$$\Delta S(t) = U_c(t) q_m(t) \quad \dots (7)$$

*からそれぞれM系列のI軸信号振幅と、M系列のQ軸信号振幅(抑圧用データ)とが読出されて抑圧信号成分生成手段37₁～37_Mへ供給される。

【0015】抑圧信号成分生成手段37₁～37_Mは波形生成手段21₁と同様な構成とすることができ、周波数用レジスタ39₁～39_M、位相用レジスタ40₁～40_Mが設けられる。ただし直列並列変換回路23は省略される。周波数用レジスタ39₁～39_Mに格納する値により、抑圧信号38₁～38_Mの各周波数を設定し、これらの周波数は互いに異なるがその全部または一部は変調用信号36₁～36_Nの周波数と同一とされる。

【0016】波形生成手段21₁～21_Nよりの変調用信号36₁～36_Nと、抑圧信号生成手段22₁～22_Mの出力、つまり抑圧信号成分生成手段37₁～37_Mよりの抑圧信号成分38₁～38_Mとが合成手段41で合成され、その合成信号により搬送波発生器42からの搬送波が変調出力手段43で変調され、その変調出力が電力増幅器16で増幅出力される。

【0017】上記ピーク電力成分の打消しにおけるピーク電力成分は、ある規定電力 P_c を上回る成分と定義することができる。このピーク電力成分を打消す抑圧用信号の生成について以下に述べる。抑圧用信号38₁～38_Mがない場合の合成手段41の送信信号の複素包絡線 $S_c(t)$ において規定振幅 C_{tn} をこえるピーク成分 $U(t)$ を次式に基づいて抽出する。

【0018】

※。この $U(t)$ を図3Cに示す。次に、この $U(t)$ の各々のキャリア成分を求める。 m 番目($m=1, 2, \dots, N$)のキャリア成分 $U_m(t)$ は次式により求めることができる。

【0019】

$$\dots (5)$$

★キャリア信号を表し、次式で表せる。

$$\dots (6)$$

☆干渉がない場合には、 $\Delta t=0$ 、 $N_s=1$ とすればよい。また、帯域制限を行う場合でも、 N_s については、必ずしも1バースト中のシンボル数と等しくする必要はなく、符号間干渉の量に応じて N_s の長さを1バースト中のシンボル数より短く調節することは可能である。この時の $U_c(t)$ を用いて上式の逆変換により抑圧用信号 $\Delta S(t)$ を次式により生成する。

【0021】

$$\dots (7)$$

Σ は $m=1$ から N までこの抑圧用信号 $\Delta S(t)$ を図3C中に示す。抑圧後の複素包絡線信号 $S_c(t)$ は次式とな*

$$S_c(t) = S_c(t) - \Delta S(t)$$

この $S_c(t)$ については図3Bに示す。図3Aに送信ベクトルの様子を示し、この例では各変調用信号(キャリア)36₁~36₄について抑圧用成分信号38₁~38₄を生成しているため、抑圧前の送信帯域外にベクトルが拉がることがない各抑圧用信号成分 $\Delta S(t)$ 。 $=U_c(t)q_c(t)$ の振幅及び位相で決まる。I軸成分 I_c とQ軸成分 Q_c とをそれぞれIROMテーブル30I、QROMテーブル30Qに書込んでおき、これらを読出して、抑圧用信号成分生成手段37へ供給して、その内部の複素乗算器で正弦波信号及び余弦波信号とを複素乗算して、その出力を合成すれば抑圧用信号成分38₁~38₄が得られる。図3Aの例では $N=M=4$ とし、周波数用レジスタ28₁~28₄にそれぞれ設定する周波数データと同一値を周波数用レジスタ39₁~39₄に設定する。もちろん、抑圧用信号については、リアルタイムに計算を行い、その計算結果を用いてピーク抑圧処理を行うこともできる。

【0022】 $N=4$ 、 $M=4$ のマルチキャリア伝送の場合、先に述べたように抑圧用信号成分38₁~38₄はそれぞれ、情報を伝送している変調用信号36₁~36₄と全く同じ周波数を用いることとする。また、ここではベースバンドでの帯域制限は行わず、それぞれの信号は矩形波とし、4系統のデータ信号列を各々QPSK変調方式で伝送することとする。このとき、各々の変調用信号36₁~36₄の初期位相 ϕ_{11} 、 ϕ_{12} 、 ϕ_{13} 、 ϕ_{14} については、位相用レジスタ29₁~29₄に設定する。基準となるキャリアとの周波数オフセット f_{11} 、 f_{12} 、 f_{13} 、 f_{14} については、周波数用レジスタ28₁~28₄に設定する。ここで、基準となる周波数については各キャリアのうちの1つに設定すれば周波数オフセットを少なくできる。また、マルチキャリア信号の周波数帯の中央に設定すれば周波数オフセット量をさらに少なくできる。

【0023】キャリア数 $N=4$ とし、変調方式をQPSKとしている場合、送信データ信号のシンボルパターンの総数は256($=4^4$)通りとなり、これらの256通りのシンボルパターンに対する複素包絡線 $S_c(t)$ を求める。これらの256通りの $S_c(t)$ について先に述*

$$U_c(t) = 0 \quad : \quad |S_c(t)| \leq C_{th0}$$

$$U_c(t) = S_c(t) - \{ (S_c(t) / |S_c(t)|) \} C_{th1} \\ : \quad |S_c(t)| > C_{th0}$$

ここでは、規定振幅を C_{th0} とし、 $U_c(t)$ の計算に用いる振幅を C_{th1} としている。抑圧用信号 $\Delta S(t)$ は、 $U_c(t)$ の中で送信キャリア成分のみを合成した信号であるため、 $U_c(t)$ より振幅が小さくなることもある。このため、規定振幅の設定値により、ピークを十分抑圧できない場合もある。そこで、 $U_c(t)$ の計算に用いる振幅 C

＊る。

... (8)

※べたようにピーク成分 $U_c(t)$ を求め、更に抑圧用信号成分 $\Delta S(t)$ を求め、その各I軸成分、Q軸成分を求め、I、QROMテーブル30I、30Qに書込んでおく。

【0024】上述では、抑圧用信号成分として変調用信号36のキャリア周波数のみを用いたが、抑圧用信号38のキャリアの数を増やすことにより、より精度良くピーク電力成分 $U_c(t)$ を近似することができる。ただし、抑圧用信号38のキャリアの数を変調用信号36のキャリア数 N より増加させた場合には、合成後のマルチキャリア信号の帯域が拡大することとなり、周波数利用効率が劣化する。周波数利用効率の点からは、抑圧用信号38の帯域は合成前のマルチキャリア信号36の帯域と一致するか、またはそれ以下になることが望ましい。このため、例えば図5に示すように、キャリア間隔の $1/2$ の周波数の成分を用いることが考えられる。この場合に送信信号帯域内のキャリア間隔の $1/2$ の周波数成分を用いれば、所要帯域の拡大なく近似精度を向上できる。

【0025】4波のマルチキャリア信号では、抑圧用信号38を合成しない場合には、平均電力に対するピーク電力比は6dBとなる。これは、4波が同相で合成されたとき、出力電力が1波の平均電力の16倍($=4^2$)、すなわち、4波の平均電力の4倍となるからである。これに対して、この発明の適用により、平均電力に対するピーク電力比を低減でき、 $N=4$ 、 $M=4$ で平均電力に対する P_c の比を0dBと設定すると、平均電力に対するピーク電力比は約4.0dBとなる。これは抑圧用信号を合成しないときと比較して、平均電力に対するピーク電力比を2.0dB程度低減できている。

【0026】以上説明したように、抑圧用信号を合成して変調することにより、ピーク電力を低減できる。これにより、合成変調波を増幅する電力増幅器の効率を改善することができる。また、最大出力が決められているときには、平均電力に対するピーク電力比の低減により、送信時の平均電力を大きく設定できるため、その結果、受信電力が増大し、伝送特性が改善される。

【0027】ピーク成分 $U_c(t)$ について、次式のように抽出する方法もある。

C_{th1} の値を調節することにより、より一層のピーク抑圧効果が得られる。通常は $C_{th1} < C_{th0}$ と設定することにより、良好なピーク抑圧効果が得られる。

【0028】

【実施例2】図5にこの発明をマルチキャリア伝送方式に適用した他の実施例を示し、図1と対応する部分に同

11

一符号を付けてある。この実施例では、N系統データ信号列およびM系統抑圧信号列をそれぞれ別個の変調手段（計N+M個）でそれぞれ変調した後、合成する点が実施例1と異なる。すなわち、N系統のデータ信号列を入力して波形生成手段21₁～21_Nで同一周波数の変調用信号36₁～36_Nを生成し、同様に抑圧信号生成手段22で同一周波数の抑圧用信号成分38₁～38_Mを生成し、これら変調用信号36₁～36_Nで変調手段51₁～51_Nにより、搬送波発生手段52よりのマルチキャリア信号の各キャリアを構成する互いに異なる周波数 $f_1 \sim f_N$ の搬送波を変調し、また抑圧用信号成分38_{1,1}～38_{1,N}により、搬送波発生手段52の周波数 $f_1 \sim f_N$ の搬送波を変調手段51_{1,1}で変調し、その変調手段51₁～51_{1,N}の変調出力を合成手段41で合成してマルチキャリア信号を得て電力増幅器16へ供給される。搬送波発生手段52は基準信号源53の基準信号から所要の各搬送波を生成し、変調手段51₁～51_{1,N}へ供給する搬送波周波数と、変調手段51_{1,1}～51_{1,N}へ供給する周波数とを一致させる。波形生成手段21₁～21_Nおよび抑圧用信号成分生成手段37₁～37_Mは周波数オフセット設定機能、つまり周波数用レジスタ28₁～28_N、39₁～39_Mを省くことができ、ベースバンドでの処理が簡単化できる。例えばN=4、M=4の場合、波形生成手段21₁～21_Nよりの変調用信号36₁～36_N、抑圧用信号成分生成手段37₁～37_Mよりの抑圧信号38₁～38_Mは同一周波数帯であり、これらが変調手段51₁～51_Nにより図3Aに示したようにマルチキャリア信号と、これに重畳した抑圧用信号とにされる。図5に示したと同様に、変調手段51_{1,1}～51_{1,N}の変調出力の各キャリアが、変調手段51₁～51_Nの変調出力の各隣接キャリアの中心にそれぞれ位置するようにしてもよい。

【0029】

【実施例3】この発明の伝送装置においては、情報信号（変調用信号）に抑圧用信号を加えて送信し、その際包絡線のピークを抑えるように抑圧用信号を入れるため、送信シンボルパターンの中には、1波ごとの送信信号が抑圧用信号を加える前と比較して振幅が小さくなる場合もある。振幅が小さくなる場合には、一般的に受信特性が劣化するため、受信特性の悪い送信シンボルパターンが存在することとなる。そこで、この発明の受信装置では、最尤系列推定を用いて全てのキャリアの受信信号を一括して復調することにより、受信特性を改善する。この受信装置の構成例を図6に示す。受信マルチキャリア信号は検波器61でN系統のベースバンド信号に検波され、これらN系統の検波信号は復調手段62で最尤系列推定復調がなされる。

【0030】復調手段62は、図6Bに示すように、N系統の各ベースバンド検波信号のレプリカがレプリカ生成手段63₁～63_Nで生成され、これらレプリカと検

12

波信号との差が比較手段64₁～64_Nでとられ、これら比較手段64₁～64_Nの出力から、最も確からしい受信信号系列が最尤系列推定手段66で推定される。具体的には、最尤系列推定手段66から各N系統の送信シンボルパターンの候補が出力され、これらの候補からそれぞれレプリカがレプリカ生成手段63₁～63_Nで生成される。この際、最尤系列推定手段66よりのN系統の推定送信シンボルは抑圧用信号生成手段68にも入力され、図5で述べたようにM系統の抑圧用信号成分がそれぞれ生成され、レプリカ生成手段63₁～63_Nで高周波上で同一周波数帯であったN系統の受信検波信号と対応する、情報信号レプリカにそれぞれ重畳されて、レプリカとして出力される。比較手段64₁～64_Nからの各レプリカと受信検波信号との誤差信号は二乗器65₁～65_Nでそれぞれ二乗される。このN個の二乗誤差信号の和が加算手段67で求められ、その二乗誤差信号の和を用いて最尤系列推定が最尤系列推定手段66で行われて、N系統の送信シンボルパターンが判定される。

【0031】なお、各受信キャリアごとにその検波信号を各別に復調する場合には、重畳された抑圧用信号成分が雑音とみなされて復調されるため、受信特性が劣化するが、上記の最尤推定では前述したように、受信検波信号のレプリカを生成するときに、抑圧用信号成分も加えてレプリカを生成するため受信特性の劣化が抑えられる。

【0032】

【実施例4】この発明において周波数を互いに異にするマルチキャリア伝送のみならず、CDMA（符号分割多元接続）方式へ適用することもでき、この場合は波形生成手段及び抑圧用信号生成手段において周波数オフセットを0とする。この場合の実施例を図7に示す。入力端子11₁～11_Nから各入力データは波形生成手段21₁～21_Nで例えばそれぞれ同一周波数帯のQPSK信号の変調用信号とされ、これらはスペクトラム拡散手段71₁～71_Nでそれぞれ、互いに直交又は擬似直交する拡散符号でスペクトラム拡散されて出力される。また入力端子11₁～11_Nからの各入力データは抑圧用データ発生用のIROM301、QROM30Qへ供給され、これらが読出され、これら各4つのI、Qデータは抑圧用信号成分生成手段37₁～37_Mへ供給され、それぞれ波形生成手段21₁～21_Nの出力と同一周波数帯のこの例でPSK信号の抑圧用信号成分はそれぞれ、スペクトラム拡散手段72₁～72_Nでそれぞれスペクトラム拡散手段71₁～71_Nで用いた同一の拡散符号によりスペクトラム拡散がなされて出力される。直交コードの例としてはWalsh関数がある。

【0033】スペクトラム拡散手段71₁～71_N、72₁～72_Nの各出力は合成手段41で合成され、その合成出力により変調手段43で搬送波発生器42の搬送波が変調されて出力される。この場合の抑圧用信号成分

50

もマルチキャリアの場合と同様に作ることができる。この際(6)式の $q_n(t)$ としてはスペクトラム拡散手段72。(71。)で用いられている拡散符号が使用される。図8に示すようにスペクトラム拡散手段71₁～71₄の出力信号73₁～73₄とスペクトラム拡散手段72₁～72₄の出力である抑圧用信号成分74₁～74₄とは同一周波数帯に重畳され、帯域外にスペクトルは拡がらない。

【0034】

【実施例5】図6を参照して説明した最尤系列推定手段10を用いて全てのキャリアを一括して復調する場合、キャリア数が増大するにつれて処理量が増大する。一方、キャリアごとに復調する場合には、先に述べたように、振幅が小さくなるシンボルパターンの場合に受信特性が劣化する。そこで、この実施例5では、図9に示すように図1に示した実施例に加えて、送信機にN系統の送信データ信号を各々入力し、N系統の誤り訂正符号化信号を出力する誤り訂正符号化手段81₁～81_Nを備え、また、図10に示すように受信機のN系統の復号器62₁～62_Nの出力側にそれぞれ誤り訂正符号化されたN系統の受信信号を復号化する誤り訂正復号化手段82₁～82_Nを備えている。この構成により、キャリアごとに復調する場合でも、誤り訂正符号化の効果により良好な受信特性が得られる。

【0035】この発明の伝送装置では、抑圧信号を加えているため、各キャリアの送信シンボルパターンにより、1波ごとの振幅が変動する。これは伝搬路の影響で受信レベルが変動することと等価であるとみなせる。このため、受信レベルが小さくなる場合に発生する誤りを、誤り訂正符号化および復号化により訂正することと同様に、この発明でも振幅が小さい場合に発生が予想される誤りを誤り訂正符号化および復号化により訂正することができる。

【0036】誤り訂正符号化と変調を組み合わせたトレリス符号化変調方式があるが、この方式についてもこの発明を適用できる。図11にこのトレリス符号化変調で用いる誤り訂正手段81の一例を示す。これはトレリス符号化変調の一種であるトレリス符号化8PSK(Trellis Coded 8PSK:TC8PSK)における畳み込み符号化器で、2系列のデジタル信号 $x1_n$ 、 $x2_n$ を入力とし、3系列の符号化デジタル信号 $y0_n$ 、 $y1_n$ 、 $y2_n$ を出力する。すなわち、入力系列 $x1_n$ 、 $x2_n$ はそれぞれその1シンボル長の遅延を与える遅延手段91、92へ供給されるとともに、排他的論理和回路93、94へ供給され遅延手段91の出力は同様の遅延手段95を通じて排他的論理和回路94へ供給され、遅延手段92の出力は直接排他的論理和回路93へ供給される。遅延手段91、排他的論理和回路94、93の各出力が出力系統 $y0_n$ 、 $y1_n$ 、 $y2_n$ としてそれぞれ出力される。波形生成手段21ではこの信号を使って8P

SK変調を行う。このTC8PSK信号においても同様にピーク成分を取り出し、ピーク抑圧用信号を生成し、このピーク抑圧用信号を加えることによりピークを抑圧できる。

【0037】また、受信時に誤りが多数連続して発生する、いわゆるバースト誤りが発生する場合には、誤り訂正符号化と同時に、送信シンボルの送信順序を入れ替えるインターリーブを行うことにより、より効果的に誤りを訂正できるようにしてもよい。上記の例では、キャリアごとに誤り訂正符号化・復号化を行ったが、もちろん全てのキャリアまたは一部を組にして一括して誤り訂正符号化・復号化を行うこともできる。この場合は処理量は小さくならないが、受信特性を改善することができる。

【0038】

【実施例6】図6に示した実施例3の受信装置で説明したMLSEを用いて全てのキャリアを一括して復調する場合、キャリア数が増大するにつれて処理量が増大する。一方、キャリアごとに復調する場合には、実施例3の説明の中で述べたように、振幅が小さくなるシンボルパターンの場合に受信特性が劣化する。そこで、復調方式について、適切に切り替えを行うことにより、良好な受信特性を得るとともに、処理量を削減できる。

【0039】復調方式の切り替えについては、シンボル判定後の誤差に基づいて切り替えることができる。最尤系列推定はピーク抑圧により振幅が小さくなるシンボルパターンに対して必要であるが、このように振幅が小さくなる場合の受信信号の信号点はピーク抑圧用信号を加えない場合の信号点から距離を持つこととなる。大きなピーク抑圧用信号を加えた場合には、この距離は大きくなる。このため、受信信号点とピーク抑圧用信号を加えない場合の信号点との距離またはその距離の二乗を誤差として、その誤差の大きさに基づいて復調方式を切り替えることにより、処理量を削減し、かつ良好な受信特性を得ることができる。この受信装置の発明の実施例を図12Aに示す。この実施例6では、実施例3で示した最尤系列推定復調手段(MLSE)62と実施例1で用いているキャリアごとの復調手段62₁～62_Nとが設けられ、さらにこれら復調手段62と62₁～62_Nを切り替えるための誤差判定手段83が備えられている。前記誤差量を判定する場合の基準となる信号点については、各キャリアごとに復調手段(シンボル判定器)62₁～62_Nでシンボル判定し、その判定したシンボルの信号点を用いることとする。すなわち、図12Bに示すように、各シンボル判定器62_i($i=1, 2, \dots, N$)で判定回路84の入力であるシンボル判定前の信号から、判定回路84の出力である判定後の信号を差回路85で引き、その結果である誤差を二乗回路86で二乗することにより、誤差の大きさを求めている。誤差判定手段83では、このようにしてキャリアごとに求められ

15

た二乗誤差の大きさに基づいて、この値が大きいとキャリアごとに復調する復調手段62₁～62_nから、最尤系列推定を用いて一括に復調する復調手段62へ切り換える。このとき、最尤系列推定ではシンボルを系列で推定するため、最尤系列推定を行わなかった場合の過去の信号についても系列推定時に必要となるが、この信号については、キャリアごとに復調してすでに判定されているシンボルで代用する。誤差判定手段83での各キャリアの誤差の処理としてはいろいろ考えられるが、例えば各キャリアで求められた二乗誤差の平均をとり、この平均した二乗誤差の大きさに、復調方式を切り換えることができる。この場合には、キャリア数が多くなるほど、正確に二乗誤差の大きさを判定することができる。

【0040】

【実施例7】実施例7では、最尤系列推定回路66の状態数を減らすことにより演算量を削減している。キャリアごとに復調した場合のシンボルパターンごとの誤り率は不均一になる。すなわち、大きな抑圧用信号を加えた場合には誤り率が悪くなる。そこで、抑圧用信号が大きく、誤り率が全パターン平均の誤り率から極端に悪くなるパターンを全シンボルパターンから選択し、これらにキャリアごとに復調した場合に決定されたシンボルパターンを加えたものを最尤系列推定回路66における状態とし、改めて最尤系列推定により復調する。これにより、最尤系列推定回路66の状態数を削減し、かつキャリアごとに復調した場合と比較して誤り率が改善される。この実施例では、抑圧用信号が大きく誤り率が悪いパターン数の設定により、演算量と誤り率を制御することができる。すなわち設定を0とすれば、キャリアごとに復調することとなり、また設定を全パターン数と等しくすれば、通常の最尤系列推定となる。このため、誤り率の劣化と演算量を考慮してパターン数を設定すればよい。

【0041】この点について少し述べると、最尤系列推定回路66（図6）では、受信信号の順次遷移する状態の系列に対し状態系列候補ベクトルの1つを発生し、これに応じたレプリカをレプリカ生成器63₁～63_nで発生し、N系列の受信信号との各二乗誤差を求めて、その和を最尤系列推定回路66へ入力し、これに応じた尤度を求め、再び他の状態系列候補ベクトルを発生させ同様のことを行う。以下同様の処理を繰り返し、すべての可能な状態系列候補ベクトルについてその尤度を得る。QPSKでN=4系統の場合、状態数Sは256となり、図14Aに示すように時点nTの各状態S_j（n）（j=0, 1, …, 255）から時点（n+1）Tの各状態S_j（n+1）中の遷移可能なすべてのブランチについてそれぞれの尤度を求め、その時点（n+1）Tにおける各状態S_j（n+1）において、時点nTから各状態からの尤度の最大のものを選択し、かつそれまでのその経路に達した尤度の累積加算値にその尤度を加

16

算することを行い、次々と各時点ごとの処理を進めるため、各時点ごとにそれまで累積加算値の最大のものの経路を所定時点だけ戻した状態のシンボルを復号結果として出力するものであるから、その演算量は著しく多くなる。

【0042】所で送信されるシンボルパターン中に、特に抑圧信号のレベルが大きくなるものは予め知られている。抑圧信号が大きい場合に受信信号の復調出力の誤り率が多くなる。従って、抑圧信号のレベルがおおきくなるシンボルパターンについては最尤系列推定復号とし、その他のシンボルパターンはキャリアごとの復調とする。この場合は、最尤系列推定復号を行うシンボルパターンに対応する状態数はP個に減少し、図14Bに示すように、キャリア（系統）ごとに得られたシンボルパターンに対応する状態S₁と、誤り易いシンボルパターンに対応するP個の状態S₂～S_Pとが各時点のとり得る状態となり、最尤系列推定復号の演算量が著しく少なくなる。

【0043】最尤系列推定とキャリアごとに復調する方法の切り替え方法の他の例として、例えば、パイロット信号を送信信号に挿入する方法がある。受信側では、このパイロット信号を見て最尤系列推定のON/OFFを行う。このパイロット信号については、たとえば、図13に番号86として示すようにマルチキャリア信号の送信信号帯域内で、かつキャリアの間の周波数に挿入することにより、所要帯域を広げることなく、かつ各キャリアの受信信号に与える影響を少なくできる。また、パイロット信号86の信号形式および変調方法については、最尤系列推定のON/OFFを行うことができれば、どのような形態でもよい。

【0044】なおこのように最尤系列推定復調と、キャリアごとの復調は、送信側で抑圧用信号を挿入する場合に限らず、つまり抑圧用信号を挿入しない場合でも、例えば受信レベルが所定値以上か否かでキャリアごとの復調と、最尤系列推定復調とに切り替えるようにすることもできる。

【0045】

【発明の効果】以上述べたように、この発明の伝送装置によれば平均電力に対するピーク電力比が抑圧されることにより、電力増幅器において、大きなバックオフをとる必要がなくなり、電力増幅効率が改善される。また、ピーク電力が抑圧されることにより、最大出力の大きい電力増幅器を用いる必要がなくなる。さらに、最大出力を一定とした場合には、この発明を用いることにより、送信時の平均電力を大きくすることができ、その結果、受信電力が増大し、伝送特性が改善される。またこの発明の受信装置によればキャリアごとに復調と、最尤系列推定復調とを適応的に切り替えて演算量を減少し、かつ良好な復調を行うことができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明をマルチキャリアに適用した第1実施例を示すブロック図。

【図2】Aは入力データの例を示す図、B、Cはそれぞれ入力データを2系列データとした図、DはQPSK変調におけるデータに対応した信号点を示す図である。

【図3】Aは抑圧信号を含むマルチキャリア信号のスペクトラムの例を示す図、Bは複素包絡信号 $S_c(t)$ とその抑圧されるべきピーク成分 $U(t)$ と、抑圧された信号 $S_c(t)$ のI、Q面上の例を示す図、Cはピーク成分 $U(t)$ と抑圧用信号 $\Delta S(t)$ のI、Q平面上の例を示す図である。

【図4】抑圧信号を含むマルチキャリア信号のスペクトラムの他の例を示す図。

【図5】この発明をマルチキャリアに適用した実施例2を示すブロック図。

【図6】Aは受信機の一般的構成を示す図、Bはこの発明による受信装置の実施例（実施例3）の要部を示すブロック図である。

【図7】この発明をCDMA方式に適用した実施例（実施例4）を示すブロック図。

*20 置を示すブロック図。

*【図8】この発明をCDMAに適用した場合のスペクトルの例を示す図。

【図9】この発明に誤り訂正符号化手段を付加した実施例（実施例5）を示すブロック図。

【図10】図9の送信側と対応する受信側の構成例を示すブロック図。

【図11】図9中の誤り訂正符号器の具体例としてのトレリス符号化器を示す。

【図12】Aはこの発明による受信装置の他の実施例（実施例6）を示すブロック図、Bはそのシンボル判定器（キャリアごとの復調手段）の例を示す図である。

【図13】マルチキャリア信号中に最尤系列推定とキャリアごとの復調との切り替え用パイロット信号を挿入したスペクトラムの例を示す図。

【図14】Aは図6B中の最尤系列推定回路における状態トレリスを示す図、Bは請求項11の発明（実施例7）中の最尤系列推定回路における状態トレリスを示す図。

【図15】従来のマルチキャリアピーク電力抑圧送信装置を示すブロック図。

【図1】

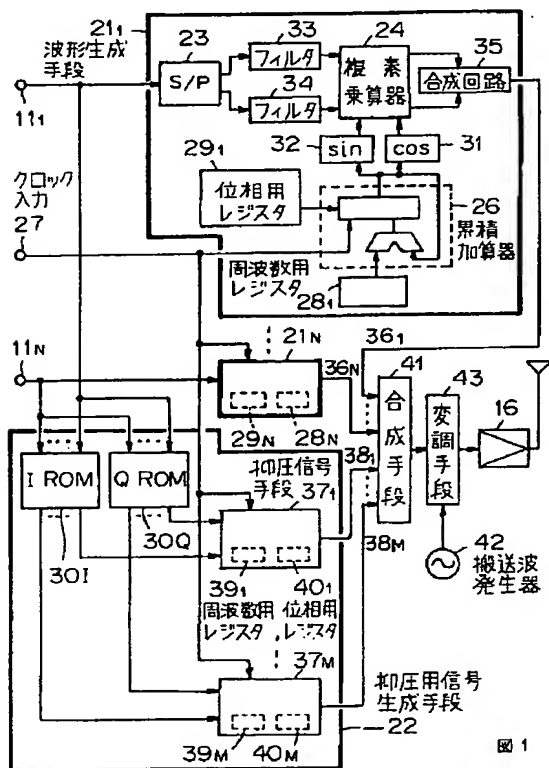


図1

【図2】

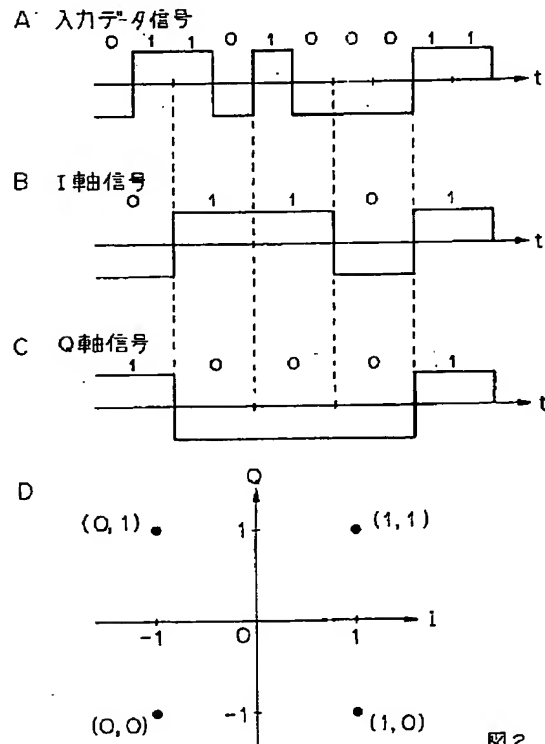


図2

【図3】

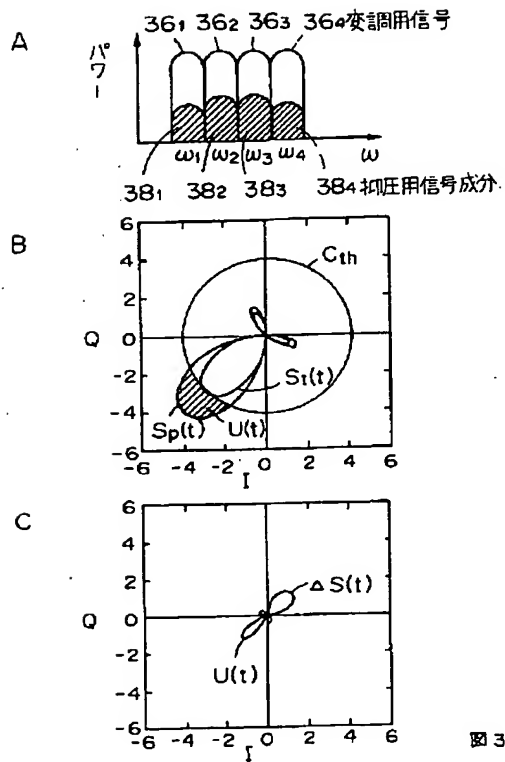


図3

【図4】

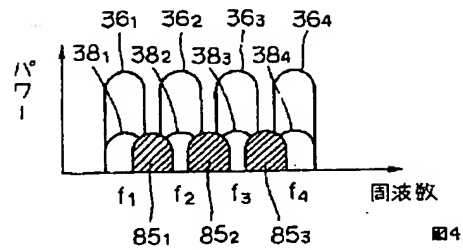


図4

【図5】

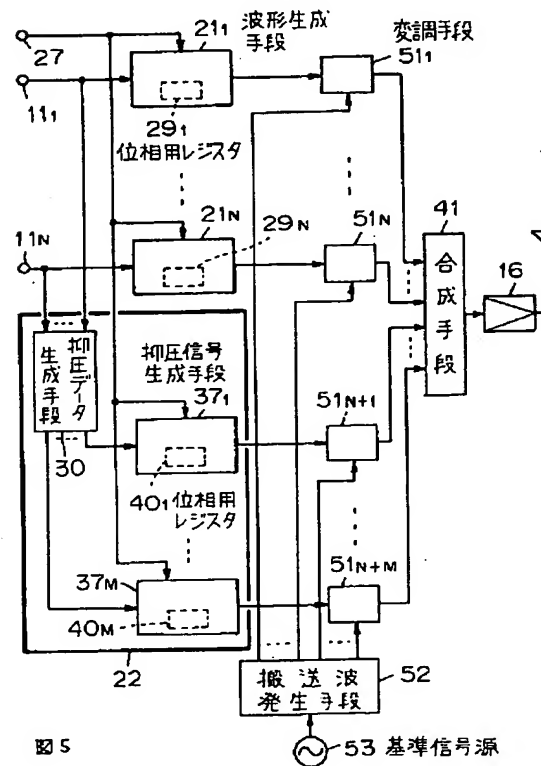


図5

【図8】

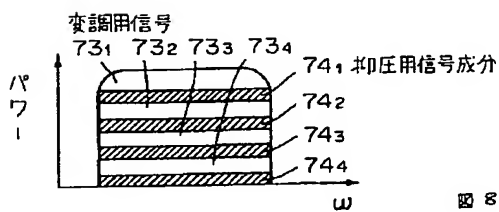


図8

【図13】

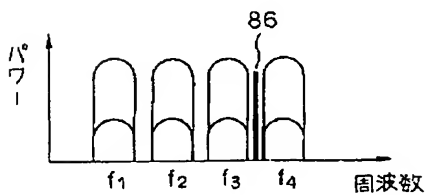
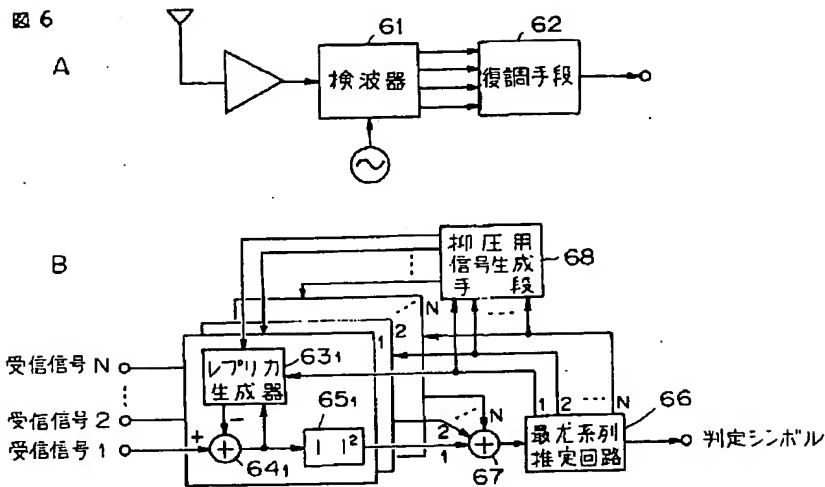


図13

【図6】



【図7】

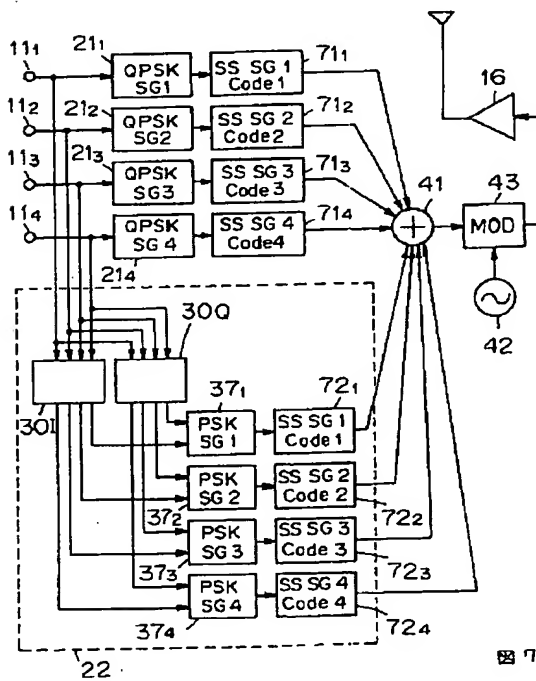


図7

【図9】

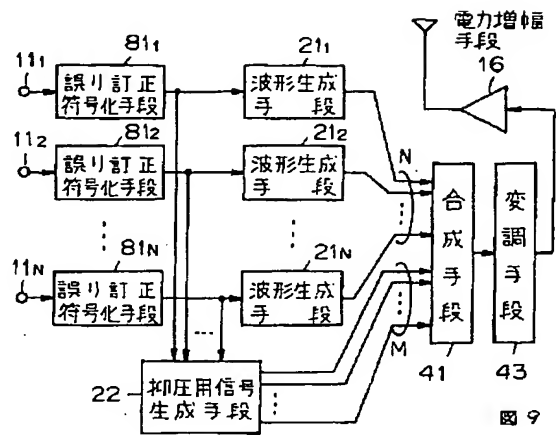


図9

【図10】

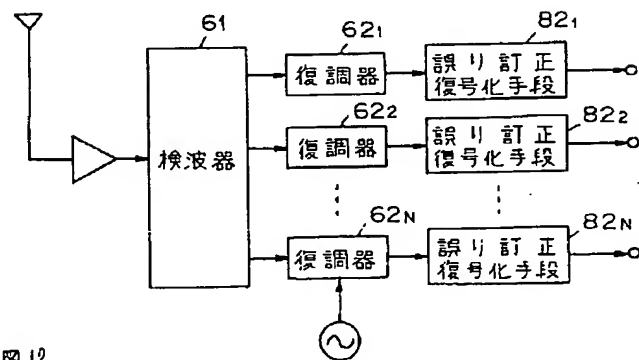


図10

【図11】

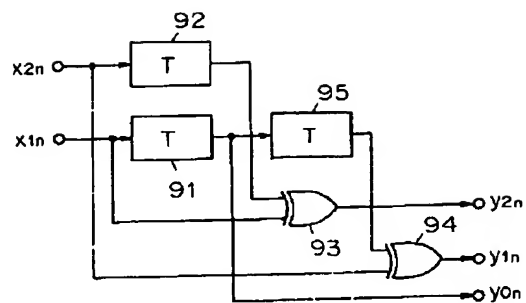


図 11

【図14】

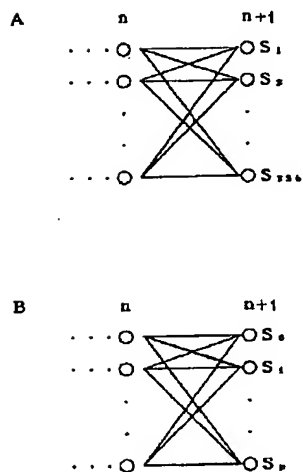


図 14

【図12】

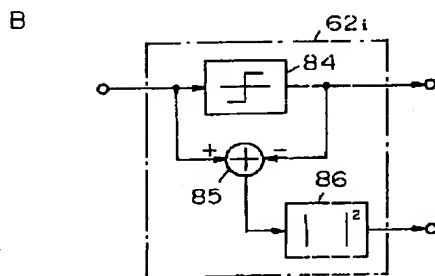
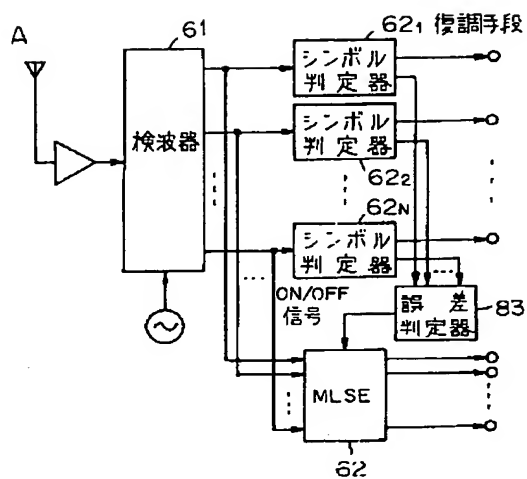


図 12

【図15】

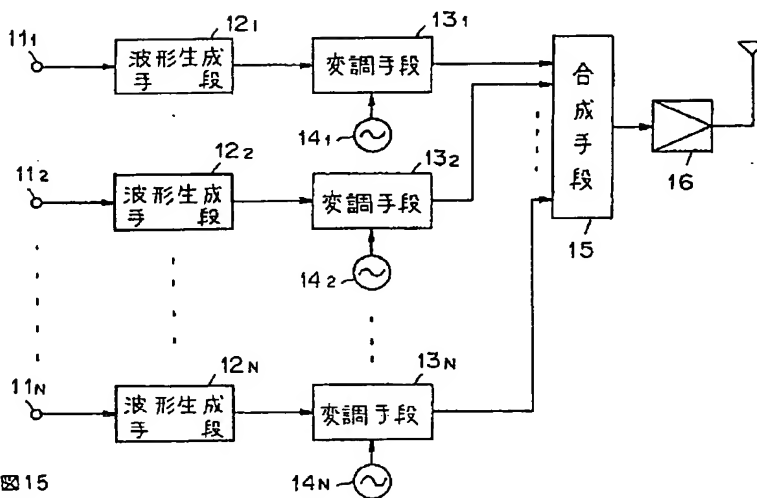


図 15

フロントページの続き

(56)参考文献 特開 平7-321861 (J P, A)
特開 平7-143098 (J P, A)
特開 平8-274748 (J P, A)
特開 平6-204959 (J P, A)
特開 平5-276210 (J P, A)
特表 平11-507791 (J P, A)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, D B名)

H04L 27/00 - 27/38

H04J 1/00

This Page is inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☒ BLACK BORDERS
- ☒ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☒ COLORED OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REPERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images
problems checked, please do not report the
problems to the IFW Image Problem Mailbox**